



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08237173 A**

(43) Date of publication of application: 13 . 09 . 96

(51) Int. Cl.

**H04B 1/707**  
**H04L 7/00**

(21) Application number: **07346704**

(22) Date of filing: 13 . 12 . 95

(30) Priority: 13 . 12 . 94 JP 06332714

(71) Applicant: **CANON INC**

(72) Inventor: **SUZUKI RIE**  
**MOCHIZUKI NORIHIRO**  
**AKEBOSHI TOSHIHIKO**

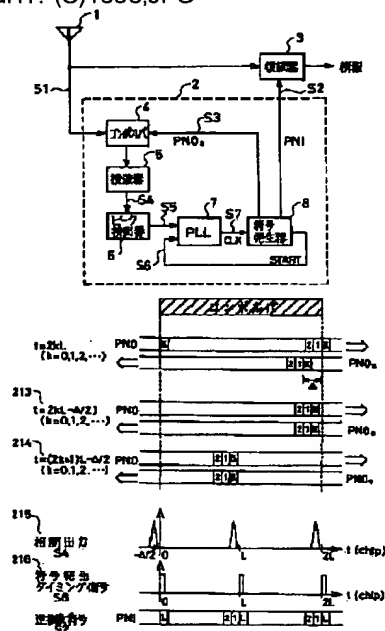
(54) **SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM** any initial phase difference.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1996,JPO

**PURPOSE:** To start synchronization locking from any initial phase difference by providing a synchronization spread code with a period being a specific multiple of that of a code generating timing signal and a local reference signal so as to eliminate the need for modulation of information of the local reference signal.

CONSTITUTION: A code generator 8 generates an inverse spread code of a code series length L and a local reference signal PNO\* of a code series length 2L based on a same clock signal. A signal PN0 is a synchronizing signal included in a reception signal S1 and the signal PNO\* is a signal being inverse of the PN0 on time base. In this case, a correlation peak output S4 as shown in caption 215 is a signal led by  $\Delta/2$  from a code generating timing signal S6 shown in caption 216. Then synchronization locking and synchronization tracing are attained by giving the correlation signal peak output S5 and the code generating timing signal S6 to a PLL 7. Since it is not required to modulate the local reference signal different from a conventional system, the correlation peak signal at out of synchronism is not lost and the synchronization locking is attained from



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-237173

(43) 公開日 平成8年(1996)9月13日

(51) Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/707			H 0 4 J 13/00	D
H 0 4 L 7/00			H 0 4 L 7/00	C

審査請求 未請求 請求項の数11 F D (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平7-346704

(22) 出願日 平成7年(1995)12月13日

(31) 優先権主張番号 特願平6-332714

(32) 優先日 平6(1994)12月13日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000001007

キヤノン株式会社

東京都大田区下丸子3丁目30番2号

(72) 発明者 鈴木 理恵

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

(72) 発明者 望月 規弘

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

(72) 発明者 明星 俊彦

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

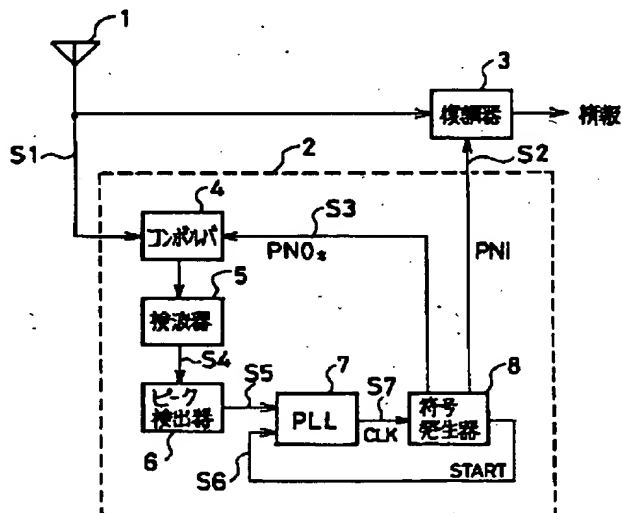
(74) 代理人 弁理士 川久保 新一

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散通信システム

## (57) 【要約】

【課題】 局部参照信号の情報変調が不要で、いかなる初期位相差からの同期引き込みの開始も可能とする同期方式を提供することを目的とする。

【解決手段】 SAWコンボルバ4により受信信号S1と局部参照符号S3との相関演算を行い、この演算出力を検波器5で検波し、この検波出力S4を受けて相関ピーク信号S5をピーク検出器6により検出し、この相関ピーク信号S5と符号発生器8の符号発生タイミング信号S6との位相差に応じて符号発生クロックS7の速度を調節するPLL7を有する同期部2において、送信信号に含まれる同期用拡散符号PN0および受信機内部の局部参照符号PN0\*の符号周期が、符号発生タイミング信号周期の2倍であるようにした。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報用拡散符号と同期用拡散符号とを伝送するスペクトラム拡散通信システムにおいて、局部参照信号と符号発生タイミング信号を発生する符号発生器と、該局部参照信号と受信信号との相関をとる相関手段と、該相関手段の相関ピーク出力と前記符号発生タイミング信号との位相差に応じて前記符号発生器を制御する制御手段とを備え、

前記同期用拡散符号および前記局部参照信号の符号周期が前記符号発生タイミング信号周期の2倍であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項2】 情報用拡散符号と同期用拡散符号とを伝送するスペクトラム拡散通信システムにおいて、局部参照信号と符号発生タイミング信号を発生する符号発生器と、該局部参照信号と受信信号との相関をとる相関手段と、該相関手段の相関ピーク出力と前記符号発生タイミング信号との位相差に応じて前記符号発生器に入力されるクロックを調節するクロック調節手段を備え、前記同期用拡散符号および前記局部参照信号の符号周期が前記符号発生タイミング信号周期の2倍であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項3】 請求項1または2において、前記同期用拡散符号の符号周期が前記情報用拡散符号の符号周期の2倍であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項4】 請求項1または2において、前記同期用拡散符号の符号周期が前記情報用拡散符号の符号周期と同じであることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項5】 請求項3または4において、前記同期用拡散符号は、データにより変調されない符号であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項6】 請求項2～5のいずれか1項において、前記クロック調整手段は、位相比較器、ループフィルタ、および電圧制御発振器を有して構成される位相ロックスループ回路であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項7】 情報用拡散符号と同期用拡散符号とを伝送するスペクトラム拡散通信システムにおいて、局部参照信号と符号発生タイミング信号を発生する符号発生器と、該局部参照信号と受信信号との相関をとる相関手段と、該相関手段の相関ピーク出力を検出するピーク検出手段と、受信信号のクロックとほぼ等しい周波数の信号を発生する基準信号発生手段と、前記ピーク検出手段から出力されるピーク信号と前記符号発生タイミング信号との位相差に応じて前記符号発生器をリセットする符号リセット手段と、上記ピーク検出手段から出力されるピーク信号と前記符号発生タイミング信号との位相差に応じて前記基準信号発生手段の出力の位相をシフト

する位相シフト手段とを備え、

前記符号発生タイミング信号周期が、前記同期用拡散符号および前記局部参照信号の符号周期の1/2倍であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項8】 請求項7において、

前記符号発生器は、前記符号発生タイミング信号とともに、符号スタート信号を出力し、前記符号リセット手段は、前記ピーク信号と前記符号発生タイミング信号の位相差に応じて、符号スタート信号を基準として符号発生器のリセットを行い、前記符号スタート信号周期は、前記符号発生タイミング信号周期の2倍であることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項9】 情報用拡散符号と同期用拡散符号とを伝送するスペクトラム拡散通信システムにおいて、局部参照信号と符号発生タイミング信号を発生する符号発生器と、該局部参照信号と受信信号との相関をとる相関手段と、該相関手段の相関ピーク出力を検出するピーク検出手段と、受信信号のクロックとほぼ等しい周波数の信号を発生する基準信号発生手段と、前記ピーク検出手段から出力されるピーク信号と前記符号発生タイミング信号との位相差、および、ピーク信号と基準信号発生手段の出力クロックとの位相差を複数回検出する位相差検出手段と、該位相差検出手段の出力を用いて、符号リセット位相、およびクロック位相シフトのシフト量を計算する位相差計算手段と、前記位相差計算手段の出力に応じて前記符号発生器をリセットする符号リセット手段と、前記位相差計算手段の出力に応じて前記基準信号発生手段の出力の位相をシフトする位相シフト手段とを備えたことを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項10】 請求項1～9のいずれか1項において、前記相関手段が弾性表面波コンボルバであることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項11】 参照信号とタイミング信号を発生する発生手段と、受信信号と参照信号の相関をとる相関手段と、タイミング信号と前記相関手段の相関出力に応じて受信信号を逆拡散する逆拡散手段とを有し、タイミング信号の周期は参照信号の周期の半分であることを特徴とするスペクトラム拡散受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、スペクトラム拡散通信システムに関するものであり、特にその同期方式に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 図15は、スペクトラム拡散通信における従来の同期方式を説明するための受信機の同期部の構成を示すブロック図である。

【0003】 受信機は、アンテナ1で受信したスペクトラム拡散信号S1を、同期部2から出力される逆拡散符

号S2によって、復調部3で逆拡散を行い、情報を取り出す構成になっている。

【0004】同期部2では、まず、受信信号S1をSAWコンボルバ4に入力し、局部参照信号S3'との相関演算を行う。局部参照信号S3'は、受信信号に含まれる同期用拡散符号PN0と同じ符号を、時間反転したPN0\*（以下、\*は反転信号を示す）を用いている。SAWコンボルバ4の出力は、検波器5を通して相関出力S4として得られる。

【0005】PLL（位相ロックループ）7は、相関出力S4のピークを検出するピーク検出部6の出力S5と、符号発生器8の符号発生タイミング信号S6との位相差に応じて、符号発生クロックS7の速度を調節する。

【0006】ただし、SAWコンボルバへ符号系列長Lの同符号を左右から入力すると相関ピークが周期L/2で現れるため、従来、SAWコンボルバを用いたスペクトラム拡散通信の同期方式では、図16に示すように、PN0を1周期おきに“0”と“1”で情報変換した局部参照信号S3'を用いることで、このL/2ピークを消滅させ、相関ピークS4が周期Lで現れるような方式をとっている（例えば特願昭63-287101号参照）。

【0007】さらに、情報をフレーム化してスペクトラム拡散通信を行う場合、通常、送信信号は、図9に示すように、同期用拡散符号のみを送信するプリアンプル期間61を含み、従来、図15の受信機におけるPLL7は、このプリアンプル期間61で符号同期を高速にとるように構成される。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例では、図17に示すように、PN0とPN0\*との符号同期が外れていて、位相差がL/2の場合、図中94で示すように、相関出力S4の周期L/2で現れるどちらの相関ピークも、局部参照信号S3'の1周期毎の情報変調のためにレベルが半減してしまい、ピーク検出器6のスレッシュホールドを超えない。その結果、PLLへの入力が無くなり、場合によっては同期引き込みに非常に時間がかかるという欠点があった。

【0009】また、図9に示すように、情報をフレーム化して送信する場合、符号同期のためのプリアンプル期間61が情報伝送時間62に比べて十分短くないと、実質的な情報伝送効率が低下してしまい、プリアンプル期間61を短くするためには、高速で高精度なPLLを要するので、コストがかかり構成が複雑になるなどの欠点があった。

【0010】本発明の第1の目的は、局部参照信号の情報変調が不要で、いかなる初期位相差からの同期引き込みの開始も可能とする同期方式を提供することにある。

【0011】また、本発明の第2の目的は、高速な同期

引き込みを実現することであり、特に、情報をフレーム化して送信する場合に適した同期方式を提供することにある。

【0012】また、本発明の第3の目的は、さらに精度のよい同期方式を提供することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】本出願の第1、第2の発明（請求項1、2）は、符号発生タイミング信号の2倍の周期の同期用拡散符号と局部参照信号を備えたことを特徴とする。また、本出願の第3の発明（請求項3）は、情報を拡散するための拡散符号PNiの符号系列長Lに対して、その2倍にあたる2Lの符号系列長をもつ同期用パイロット符号を用いて符号同期をとることを特徴とする。

【0014】このような方式において、例えば、SAWコンボルバに符号系列長2Lの同符号を左右から入力すると、相関ピークが周期Lで現れ、PLLで同じく周期Lの符号発生タイミング信号と比較される。従って、局部参照信号の情報変調が不要となり、いかなる初期位相差においても相関ピークがピーク検出のスレッシュホールド以上のレベルで得られるため、同期引き込みが可能となる。

【0015】さらに、この方式によれば、同期用パイロット信号は、符号系列長が2倍となることにより、プロセスゲインが2倍となり、したがって、距離特性も2<sup>1/2</sup>倍改善される。

【0016】また、本出願の第4の発明（請求項4）は、情報拡散符号PNiおよび同期用パイロット符号PN0の符号系列長Lに対して、L/2周期で出力される符号発生タイミング信号を用いて同期をとることを特徴とする。

【0017】このような方式において、例えば、符号系列長Lの同符号が左右から入力されるSAWコンボルバからの出力は、検波およびピーク検出後、周期L/2のままPLLに入力され、同じく周期L/2の符号発生タイミング信号と比較される。したがって、局部参照信号での情報変調は不要で、いかなる初期位相差においても、相関ピークがピーク検出のスレッシュホールド以上のレベルで得られるため、同期引き込みが可能となる。

【0018】さらに、この方式において、PLLへ入力される信号は、周波数が従来の倍になるので、その結果、高速なPLLを用いなくても、位相引き込みに要する時間が従来の半分になる。

【0019】また、本出願の第7の発明（請求項7）は、符号発生タイミング信号を周期の同期用拡散符号および局部参照信号の符号周期の1/2倍とするため、情報を拡散するための拡散符号PNiの符号系列長Lに対して、その2倍にあたる2Lの符号系列長をもつ同期用パイロット符号を用いて符号同期をとるものであり、例えば、SAWコンボルバに符号系列長2Lの同符号を左

右から入力すると、相関ピークが周期 $L$ で現れ、符号リセット手段で同じく周期 $L$ の符号発生タイミング信号と比較されるものである。従って、局部参照信号の情報変調が不要となり、いかなる初期位相差においても相関ピークがピーク検出のスレッシュホールド以上のレベルで得られるため、同期引き込みが可能となる。

【0020】さらに、この方式によれば、同期用パイロット信号は、符号系列長が2倍となることにより、プロセスゲインが2倍となり、したがって、距離特性も $2^{1/2}$ 倍改善される。

【0021】また、本出願の第8の発明（請求項8）は、情報拡散符号 $PN_i$ および同期用パイロット符号 $PN_0$ の符号系列長 $L$ に対して、 $L/2$ 周期で出力される符号発生タイミング信号を用いて同期をとるものであり、例えば、符号系列長 $L$ の同符号が左右から入力されるSAWコンボルバからの出力は、ピーク検出後、周期 $L/2$ のまま符号リセット手段に入力され、同じく周期 $L/2$ の符号発生タイミング信号と比較される。したがって、局部参照信号での情報変調は不要で、いかなる初期位相差においても、相関ピークがピーク検出のスレッシュホールド以上のレベルで得られるため、同期引き込みが可能となる。

【0022】さらに、この方式において、符号リセット手段へ入力される信号は、周波数が従来の倍になるので、その結果、同期確立に要する時間が従来半分の半になる。

【0023】また、本出願の第9の発明（請求項9）は、ピーク検出手段から出力されるピーク信号と符号タイミング信号との位相差、および、基準信号発生手段の出力クロックに対するピーク信号の位相差を複数回検出し、それらの位相差の平均値を計算する位相差計算手段を備えたことを特徴とする。従って、例えばSAWコンボルバ等のデバイスによる相関信号を用いてデジタル処理による同期回路を構成する場合でも、SAWコンボルバ周辺の様々な変動要因による相関ピーク信号自体がもつジッタ等が平均化され、精度よく同期をとることが可能である。

【0024】

【発明の実施の形態および実施例】図1は、本発明の第1実施例を示すブロック図である。

【0025】この実施例における受信機は、アンテナ1、同期部2、および復調器3を有する。

【0026】復調器3は、アンテナで受信したスペクトラム拡散信号 $S_1$ を、同期部2より受ける逆拡散符号 $S_2$ によって逆拡散し、情報を取り出すものである。

【0027】また、同期部2において、SAWコンボルバ4は、受信信号 $S_1$ と局部参照信号 $S_3$ との相関演算を行うものであり、検波器5は、SAWコンボルバ4の出力を検波するものである。

【0028】ピーク検出器6は、検波器5の出力 $S_4$ を

受けて相関ピーク信号 $S_5$ を検出するものであり、PLL（位相ロックループ）7は、相関ピーク信号 $S_5$ と符号発生器8の符号発生タイミング信号 $S_6$ との位相差に応じて符号発生クロック $S_7$ の速度を調節するものである。なお、PLL7は、通常は、位相比較器、ループフィルタ、電圧制御発振器により構成される。

【0029】符号発生器8からは、符号系列長 $L$ の逆拡散符号 $PN_i$ と、符号系列長 $2L$ の局部参照信号 $PN_0$ が、同じクロックによって発生している。 $PN_0$ は、受信信号 $S_1$ 中に含まれる同期用符号であり、 $PN_0^*$ は、 $PN_0$ を時間軸上で反転した符号である。また、符号発生タイミング信号 $S_6$ は、例えば逆拡散符号 $S_2$ の符号系列の先頭を表しており、同時に、局部参照信号 $S_3$ の符号系列の先頭と $1/2$ 位置を示している。

【0030】図2、図3は、本発明の第1実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【0031】まず、図2において、201に示す逆拡散信号 $S_2$ の符号系列長 $L$ に対し、本実施例におけるコンボルバの相互作用領域は、202に示すとおり、 $2L$ である。なお、説明のため、ある符号発生タイミング信号 $S_6$ の立ち上がりを $t=0$ とおく。

【0032】次に、図2に示すように、符号同期がとれているときは、 $t=2kL$ （ $k=0, 1, 2, \dots$ ）で、 $PN_0$ と $PN_0^*$ の符号は、203に示すように、コンボルバの相互作用領域内で一致する。また、204に示すように、 $t=(2k+1)L$ においても、 $PN_0$ と $PN_0^*$ の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、相関ピーク出力 $S_4$ は、205に示すように、周期 $L$ で得られるので、206の符号発生タイミング信号 $S_6$ と同じ周期をもつ信号となる。

【0033】次に、図3に示すように、 $\Delta$ だけ符号同期がずれているときは、 $t=2kL-\Delta/2$ （ $k=0, 1, 2, \dots$ ）で、 $PN_0$ と $PN_0^*$ の符号は、213に示すように、コンボルバの相互作用領域内で一致する。また、214に示すように、 $t=(2k+1)L-\Delta/2$ においても、 $PN_0$ と $PN_0^*$ の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、相関ピーク出力 $S_4$ は、215に示すように、216の符号発生タイミング信号 $S_6$ と同じ周期 $L$ をもち、符号発生タイミング信号 $S_6$ より $\Delta/2$ だけ進んだ信号となる。よって、相関ピーク出力 $S_5$ と符号発生タイミング信号 $S_6$ をPLL7に入力することにより、同期引き込みおよび同期追従が可能となる。

【0034】よって、本実施例によれば、従来のように局部参照信号を情報変調する必要がないので、同期はずれ時の相関ピーク信号の消滅もなく、いかなる初期位相差からでも同期引き込みが可能となる。

【0035】さらに、本実施例によれば、同期用拡散信号は、符号系列長が2倍となることにより、プロセスゲイン（ノイズに強い度合いを示す）が2倍となる。従っ

て、距離特性も  $2^{1/2}$  倍改善される。特に、スペクトラム拡散通信を用いて無線LAN（ローカルエリアネットワーク）システムを構成する場合、図3に示すようなマルチセル構成において、本実施例の同期方式を用いることで、情報信号と比べて距離特性の良い同期用信号によってBS（基地局）34とBS35、また、BS35とBS36の間の符号同期をとることが可能となり、異セル間の干渉を防ぐという効果が得られる。

【0036】図5は、本発明の第2実施例を示すブロック図である。

【0037】この第2実施例において、符号発生タイミング信号S6'は、例えば逆拡散符号S2および局部参照信号S3'の先頭と  $1/2$  位置を示す周期  $L/2$  の信号である。

【0038】そして、SAWコンボルバ4は、受信信号S1と局部参照信号S3'との相関演算を行う。また、PLL7は、相関ピーク信号S5と符号発生器8の符号発生タイミング信号S6'との位相差に応じて符号発生クロックS7の速度を調節する。

【0039】なお、図5におけるその他の構成は、基本的に上記第1実施例（図1）と共通であるので説明は省略する。

【0040】図6～図8は、本発明の第2実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【0041】まず、図6において、本実施例におけるコンボルバの相互作用領域は、502に示すとおり、拡散符号の符号系列長と同じ  $L$  である。なお、説明のため、ある符号発生タイミング信号S6'の立ち上がりを  $t=0$  とおく。

【0042】次に、図6に示すように、符号同期がとれているときは、 $t=kL$  ( $k=0, 1, 2, \dots$ ) で、PN0とPN0\*の符号は、503に示すように、コンボルバの相互作用領域内で一致する。また、504に示すように、 $t=(k+1/2)L$  においても、PN0とPN0\*の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、相関ピーク出力S4は、505に示すように、周期  $L/2$  で得られるので、506の符号発生タイミング信号S6'と同じ周期をもつ信号となる。

【0043】次に、図7に示すように、 $\Delta$ だけ符号同期がずれているときは、 $t=kL-\Delta/2$  ( $k=0, 1, 2, \dots$ ) で、PN0とPN0\*の符号は、513に示すように、コンボルバの相互作用領域内で一致する。また、514に示すように、 $t=(k+1/2)L-\Delta/2$  においても、PN0とPN0\*の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、相関ピーク出力S4は、515に示すように、516の符号発生タイミング信号S6と同じ周期  $L/2$  をもち、符号発生タイミング信号S6より  $\Delta/2$  だけ進んだ信号となる。

【0044】次に、図8に示すように、 $L/2$ だけ符号同期がずれているときは、 $t=(k-1/4)L$  ( $k=$

$0, 1, 2, \dots$ ) で、PN0とPN0\*の符号は、523に示すように、コンボルバの相互作用領域内で一致する。また、524に示すように、 $t=(k+1/4)L$  においても、PN0とPN0\*の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、相関ピーク出力S4は、525に示すように、526の符号発生タイミング信号S6'と同じ周期  $L/2$  をもち、符号発生タイミング信号S6'より  $L/4$  ずれた信号となる。

【0045】すなわち、符号発生タイミング信号S6'は、周期  $L/2$  であるが、 $L/2$ だけ符号同期がずれているときは安定ではなく、位相進みまたは遅れとみなされ、正しい符号同期点へ引き込みが行われる。

【0046】なお、図14における破線の符号発生タイミング信号および相関ピーク信号は、発生タイミング信号が相関ピーク信号に対して位相進みであるとみなして同期引き込みを行う様子を示す。

【0047】PLLによって発生タイミング信号の位相を遅らせると、畳み込み演算結果である相関ピーク信号もその  $1/2$  だけ位相が遅れる。よって、図示のように、正しい符号同期点へ引き込まれる。位相遅れの場合も同様である。

【0048】よって、本実施例によれば、従来のように局部参照信号を情報変調する必要がないので、同期はずれ時の相関ピーク信号の消滅もなく、いかなる初期位相差からでも同期引き込みが可能となる。

【0049】さらに、本実施例によれば、PLLに入力される信号は周波数が従来の2倍になるので、その結果、高速なPLLを用いることなしに位相引き込みに要する時間が従来の半分に短縮される効果がある。従って、図6に示すように、情報をフレーム化して送信する場合、本実施例の同期方式を用いることで、プリアンプ期間を短縮することができ、結果として通信システムのスループット向上が実現できる。

【0050】図10は、本発明の第3実施例を示すブロック図である。

【0051】符号発生器115からは、符号系列長  $L$  の逆拡散符号  $PN_i$  と、符号系列長  $2L$  の参照用符号  $PN_{0*}$  とが、同じクロックによって発生している。また、符号発生タイミング信号は、逆拡散符号の符号系列の先頭を表わしており、同時に、参照用符号の符号系列の先頭と  $1/2$  位置を示している。

【0052】また、相関検出器であるSAWコンボルバ110は、高周波部によって処理された受信IF（中間周波）信号と逆拡散に用いる参照用拡散符号との相関を検出する。そして、この相関信号は、ピーク検出器111によってデジタル化され、符号リセット回路112および位相シフト回路113に出力される。

【0053】符号リセット回路112は、SAWコンボルバ110を用いて畳み込み相関による処理を行う場合、参照用拡散符号の符号発生タイミングに対するピー

ク信号の位相遅れを2倍して得られた符号位相で符号リセット信号を出力し、参照用符号および逆拡散用符号の符号同期をとる。受信IF信号は、逆拡散用符号によって逆拡散され、情報が取り出される。

【0054】位相シフト回路113は、同期動作の開始前は、基準信号発生器114の出力をそのまま符号発生器クロックとして出力しておく。そして、受信を開始してピーク信号を得ると、基準信号発生器114の出力クロックに対するピーク信号の位相遅れを2倍して得られた量を、基準クロックからシフトさせて符号発生器クロックとし、クロック同期をとる。

【0055】次に、図11は、この第3実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【0056】図中の121に示す逆拡散信号S2の符号系列長Lに対して、本実施例におけるコンボルバの相互作用領域は、122に示すとおり2Lである。なお、説明のため、ある符号発生タイミング信号S6の立ち上がりをもt=0とおく。

【0057】そして、符号同期がとれているときは、 $t = 2kL$  ( $k=0, 1, 2, \dots$ ) で、PN0とPN0\*の符号は、123に示すようにコンボルバの相互作用領域内で一致する。また、124に示すように、 $t = (2k+1)L$  においても、PN0とPN0\*の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。

【0058】従って、関連ピーク出力S4は、125に示すように周期Lで得られるので、126の符号発生タイミング信号S6と同じ周期をもつ信号となる。よって、本実施例によれば、従来のように参照用符号を情報変調する必要がないので、同期はずれ時の関連ピーク信号の消滅もなく、いかなる初期位相差からでも同期確立が可能となる。

【0059】さらに、本実施例によれば、同期用パイロット信号は、符号系列長が2倍となることによりプロセスゲインが2倍となり、従って、距離特性も $2^{1/2}$ 倍改善される。特に、スペクトル拡散通信を用いて無線LANシステムを構成する場合、図4のようなマルチセル構成において、本実施例の同期方式を用いることで、距離特性の良い同期用信号によってBS34とBS35、BS35とBS36の間の符号同期をとることが可能となり、異セル間の干渉を防ぐという効果が得られる。

【0060】図12は、本発明の第4実施例を示すブロック図である。

【0061】符号発生器145からは、符号系列長Lの逆拡散符号 $PN_i$ と局部参照符号 $PN0^*$ とが、同じクロックによって発生している。また、符号発生タイミング信号は、逆拡散符号および参照用符号の先頭と $1/2$ 位置を示す周期 $L/2$ の信号である。さらに、符号スタート信号は、逆拡散符号および参照用符号の先頭を表わす信号である。

【0062】図12において、関連検出器であるSAW

コンボルバ140は、高周波部によって処理された受信IF信号と逆拡散に用いる参照用拡散符号との相関を検出する。上記相関信号は、ピーク検出器141によってデジタル化され、符号リセット回路142および位相シフト回路143に出力される。

【0063】符号リセット回路142は、SAWコンボルバ140を用いて畳み込み相関を行う場合、参照用拡散符号の符号発生タイミングに対するピーク信号の位相遅れを2倍して得られた遅延量を符号スタート信号を基準として遅延させて符号リセット信号として出力し、参照用符号および逆拡散符号をリセットして符号同期をとる。受信IF信号は、逆拡散用符号によって逆拡散され、情報が取り出される。

【0064】位相シフト回路143は、同期動作開始前は、基準信号発生器144の出力をそのまま符号発生器クロックとして出力しておく。受信開始してピーク信号を得ると、基準信号発生器144の出力クロックに対するピーク信号の位相遅れを2倍して得られた量を、基準クロックからシフトさせて符号発生器クロックとし、クロック同期をとる。

【0065】次に、図13は、この第4実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【0066】本実施例におけるコンボルバの相互作用領域は、151に示すとおり、拡散符号の符号系列長と同じLである。説明のため、ある符号発生タイミング信号S6'の立ち上がりをもt=0とおく。符号同期がとれているとき、 $t = kL$  ( $k=0, 1, 2, \dots$ ) で、PN0とPN0\*の符号は152に示すようにコンボルバの相互作用領域内で一致する。

【0067】また、153に示すように、 $t = (k+1/2)L$  においても、PN0とPN0\*の符号がコンボルバの相互作用領域内で一致する。従って、関連ピーク出力S4は、154に示すように周期 $L/2$ で得られるので、155の符号発生タイミング信号S6'と同じ周期をもつ信号となる。よって、本実施例によれば、従来のように局参照符号を情報変調する必要がないので、同期はずれ時の関連ピーク信号の消滅もなく、いかなる初期位相差からでも同期の確立が可能となる。

【0068】さらに、本実施例によれば、符号リセット回路142に入力される信号は周波数が従来の2倍になるので、その結果、同期確立に要する時間が従来の半分短縮される効果がある。従って、図9に示すように情報をフレーム化して送信する場合、本実施例の同期方式を用いることで、プリアンブル期間を短縮することができ、結果として通信システムのスループット向上が実現できる。

【0069】図14は、本発明の第5実施例を示すブロック図である。

【0070】図14において、関連検出器であるSAWコンボルバ170は、高周波部によって処理された受信



I F信号と逆拡散に用いる参照用拡散符号との相関を検出する。上記相関信号は、ピーク検出回路171によってデジタル化され、位相差検出回路176に出力される。

【0071】位相差検出回路176は、ピーク検出器171から出力されるピーク信号と符号タイミング信号との位相差、および、基準信号発生器174の出力クロックに対するピーク信号の位相差を複数回検出し、位相差計算回路177に出力する。複数回とは、状況によっても変わるが、通常2〜5回程度の適度な値を用いるとよい。

【0072】位相差計算回路177は、上記位相差検出回路176の出力を用いて、符号リセット位相、およびクロック位相シフトのシフト量を計算する。

【0073】これら位相の計算方法には、例えば、検出された複数回の位相差からの平均をとる方法や、複数回の検出のうち最も多かった位相差を選択する方法などがあり、SAWコンボルバ170を用いて畳み込み相関を行う場合、このようにして計算された位相差を2倍して得られた符号位相で符号リセット、また2倍して得られたクロック位相シフト量でクロックをシフトする。

【0074】符号リセット回路172は、符号リセット信号を受けて、参照用符号および逆拡散用符号の符号同期をとる。

【0075】位相シフト回路173は、同期動作開始前は、基準周波数発生器174の出力をそのまま符号発生器クロックとして出力しておく。受信開始してピーク信号を得ると、クロック位相シフト量を受けて、基準クロックからシフトさせて符号発生器クロックとし、クロック同期をとる。

【0076】従って、SAWコンボルバ170による相関信号を用いてデジタル処理による同期回路を構成する場合でも、SAWコンボルバ周辺のさまざまな変動要因により相関ピーク信号自体が持つジッタ等が平均化され、精度よく同期をとることが可能となる。

【0077】ここで第3実施例のように、符号発生器175から符号系列長Lの逆拡散符号 $PN_i$ と符号長2Lの参照用符号 $PN_{0*}$ とを同じクロックによって発生するようにすれば、図11に示すように、ピーク検出器171により発生されるピーク信号は、参照用符号の符号発生タイミング信号と同じ周期をもつ。したがって、位相差検出回路176は、ピーク信号と符号発生タイミング信号を複数回検出しても、同期捕捉にかかる時間が長くなるのを防ぐことができる。

【0078】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、従来のような局部参照信号の情報変調が不要となり、いかなる初期位相差からの同期引き込みも可能となる。さらに、情報拡散符号の2倍の符号系列長をもつ符号を同期用符号として用いることにより、同期用信号の距離特

性も改善され、例えばスペクトラム拡散通信によるマルチセル構成の無線LANシステムにおいて、基地局間の符号同期をとることが可能となり、異セル間の相互干渉を防ぐという効果が得られる。

【0079】また、本発明によれば、従来のような局部拡散符号の情報変調が不要で、いかなる初期位相差からでも同期引き込みが可能となる。

【0080】また、本発明の請求項6によれば、PLLに入力される信号の周波数が従来の2倍になるので、高速なPLLを用いることなしに位相引き込みに要する時間が従来の半分に短縮される効果がある。従って、情報をフレーム化して送信する場合、プリアンブル期間を短縮することができ、通信システムのスループット向上が実現できる。

【0081】また、本発明の請求項7によれば、符号リセット手段に入力される信号の周波数が従来の2倍になるので、同期確立に要する時間が従来の半分に短縮される効果がある。従って、情報をフレーム化して送信する場合、プリアンブル期間を短縮することができ、通信システムのスループット向上が実現できる。

【0082】また、本発明の請求項9によれば、ピーク検出手段から出力されるピーク信号と符号タイミング信号との位相差を複数回検出し、その位相差の平均値を計算して同期リセットをかけるため、例えばSAWコンボルバ等のデバイスによる相関信号を用いてデジタル処理による同期回路を構成する場合でも、SAWコンボルバ周辺の様々な変動要因による相関ピーク信号自体がもつジッタ等が平均化され、精度よく同期をとることが可能である。

【0083】また、本発明によれば、同期を高速化することができる。また、本発明によれば、ノイズに強いスペクトラム拡散通信が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例を示すブロック図である。

【図2】上記第1実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図3】上記第1実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図4】無線LANシステムにおけるマルチセル構成を示す説明図である。

【図5】本発明の第2実施例を示すブロック図である。

【図6】上記第2実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図7】上記第2実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図8】上記第2実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図9】情報をフレーム化して送信する送信信号を示す説明図である。

【図10】本発明の第3実施例を示すブロック図であ

る。

【図11】上記第3実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図12】本発明の第4実施例を示すブロック図である。

【図13】上記第4実施例における同期方式の信号波形を示す説明図である。

【図14】本発明の第5実施例を示すブロック図である。

【図15】従来例の構成を示すブロック図である。

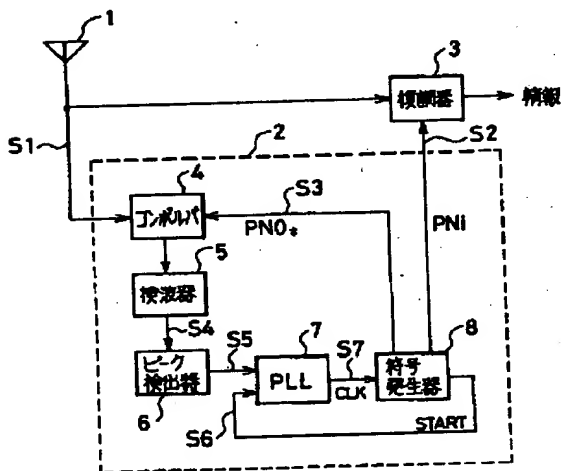
【図16】上記従来例の同期方式における信号波形を示す説明図である。

【図17】上記従来例における同期引き込み時の信号波形を示す説明図である。

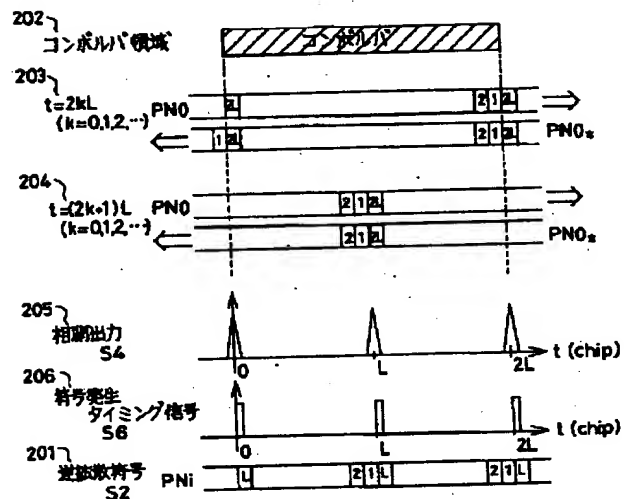
【符号の説明】

- 1…アンテナ、
- 2…同期部、
- 3…復調器、
- 4…SAWコンボルバ、
- 5…検波器、
- 6…ピーク検出器、
- 7…PLL、
- 8…符号発生器。

【図1】



【図2】

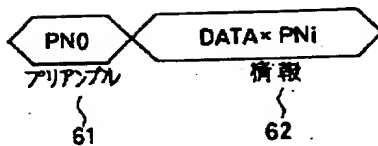


(a) 符号同期がとれている時

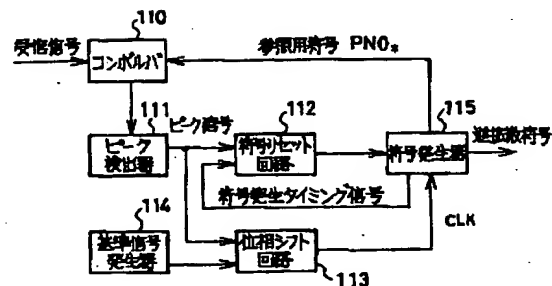
K3589

K3589

【図9】

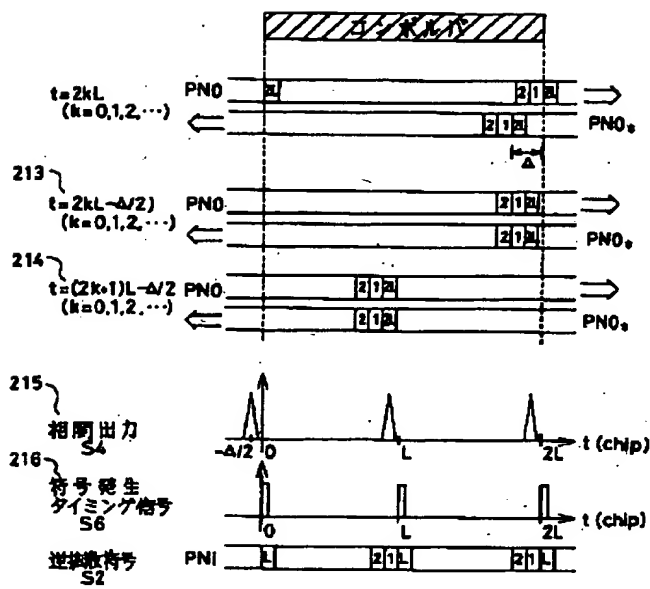


【図10】

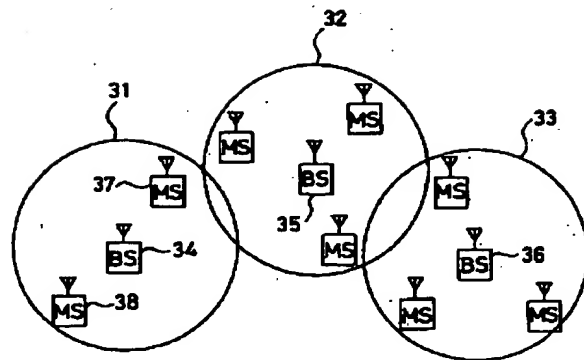


K3589

【図3】

(b)  $\Delta$  だけ同期が外れている時

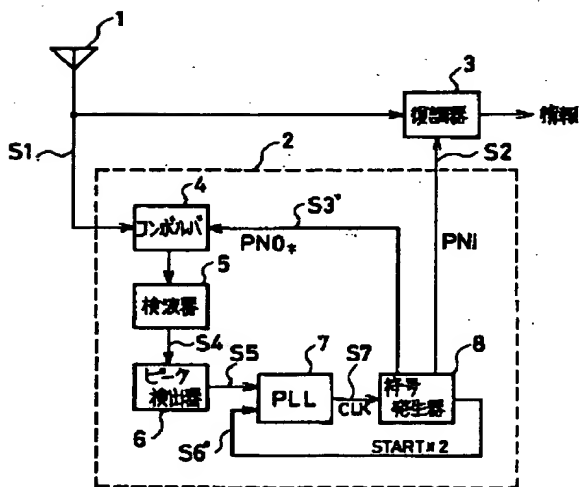
【図4】



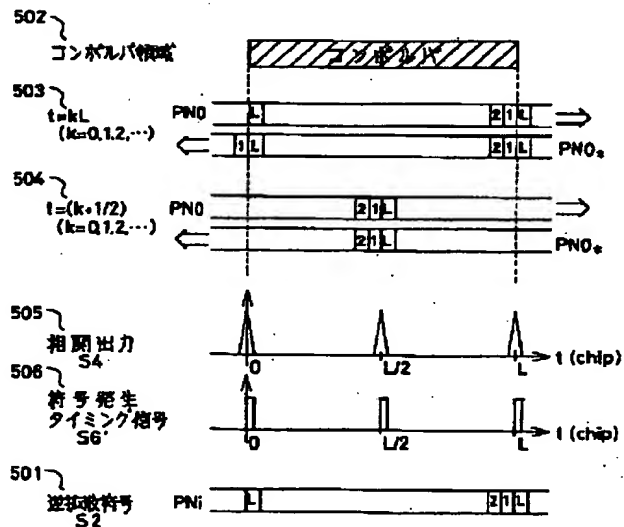
K3589

K3589

【図5】



【図6】

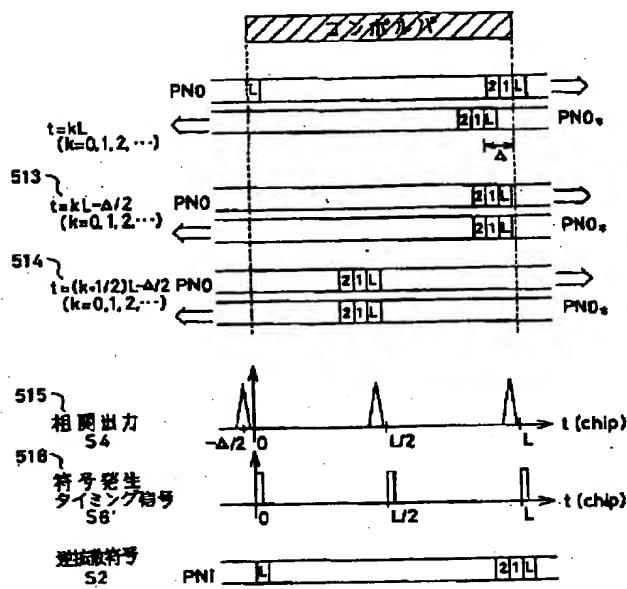


(a) 符号同期が入れている時

K3589

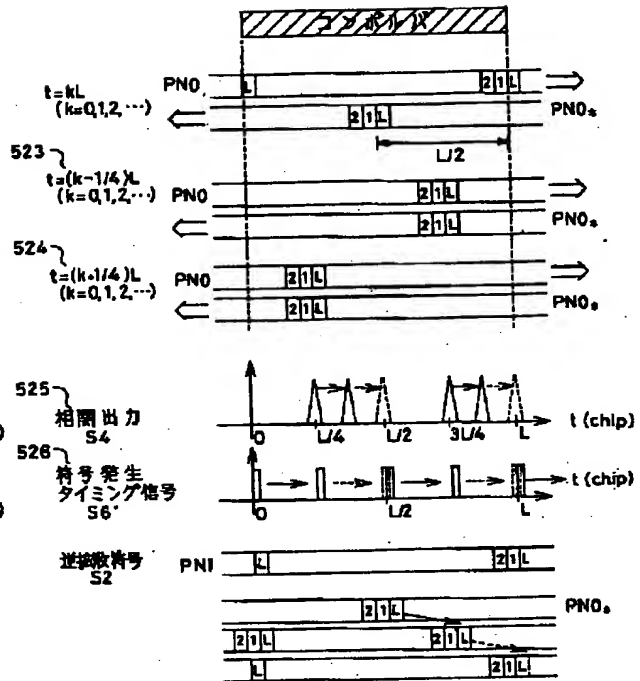
K3589

【図7】

(b)  $\Delta$ だけ同期が外れている時

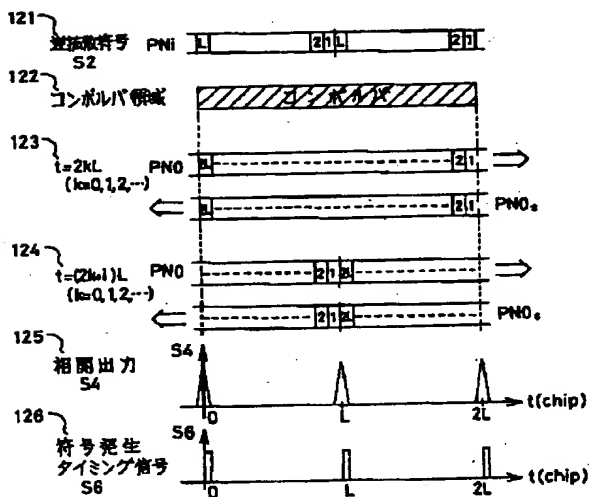
K3589

【図8】

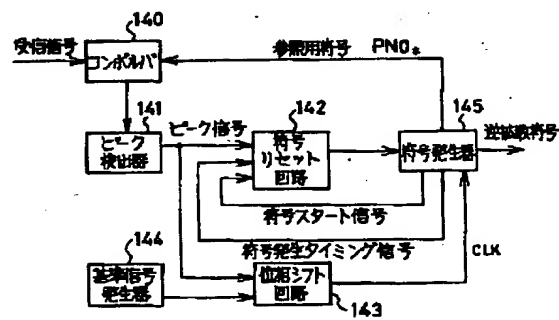
(c)  $L/2$ だけ同期が外れている時

K3589

【図11】



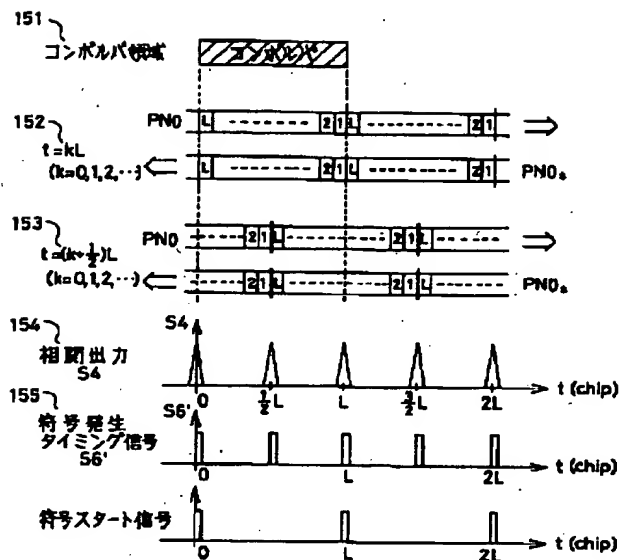
【図12】



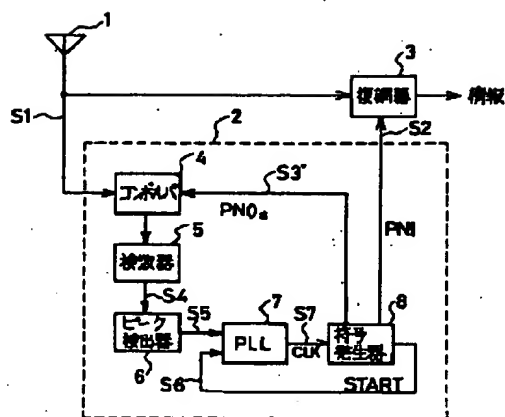
K3589

K3589

【図13】



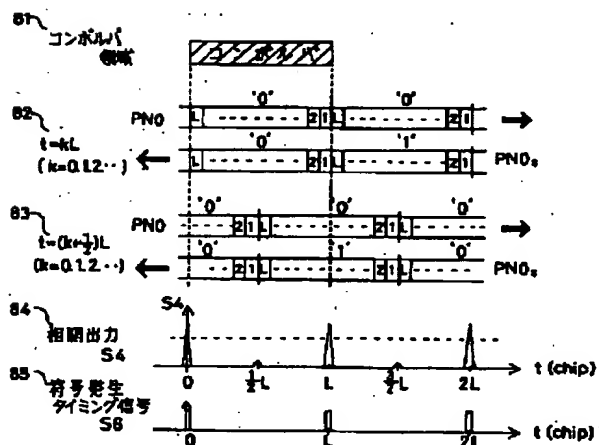
【図15】



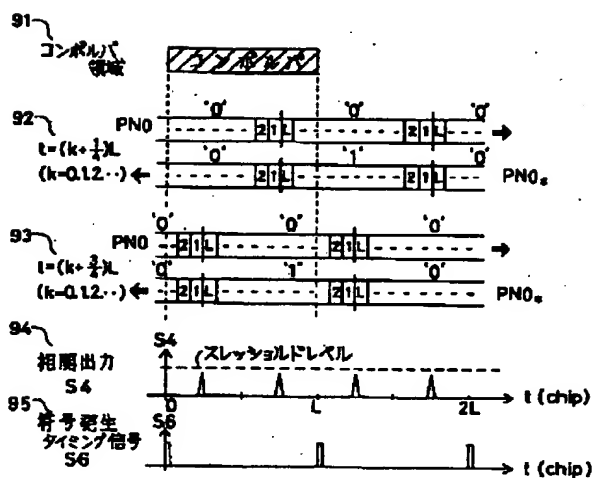
K3589

K3589

【図16】



【図17】



K3589

K3589

【図14】

